

Docket No.: 61355-053

PATENT

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re Application of : Customer Number: 20277

Kantaro YOSHIMOTO : Confirmation Number:

Serial No.: : Group Art Unit:

Filed: February 18, 2004 : Examiner: Unknown

For: MOTOR CONTROL APPARATUS AND MOTOR CONTROL METHOD

**CLAIM OF PRIORITY AND
TRANSMITTAL OF CERTIFIED PRIORITY DOCUMENT**

Mail Stop CPD
Commissioner for Patents
P.O. Box 1450
Alexandria, VA 22313-1450

Sir:

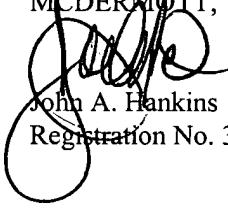
In accordance with the provisions of 35 U.S.C. 119, Applicant hereby claims the priority of:

Japanese Patent Application No. 2003-078181, filed March 20, 2003

cited in the Declaration of the present application. A certified copy is submitted herewith.

Respectfully submitted,

MCDERMOTT, WILL & EMERY


John A. Hankins
Registration No. 32,029

600 13th Street, N.W.
Washington, DC 20005-3096
(202) 756-8000 JAH:tlb
Facsimile: (202) 756-8087
Date: February 18, 2004

61355-053
YOSHIMOTO et al.
February 18, 2004

日本国特許庁
JAPAN PATENT OFFICE

McDermott, Will & Emery

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出願年月日 Date of Application: 2003年 3月20日

出願番号 Application Number: 特願2003-078181

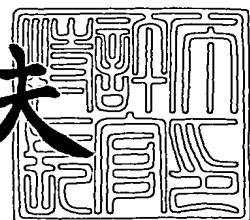
[ST. 10/C]: [JP2003-078181]

出願人 Applicant(s): 日産自動車株式会社

2003年11月17日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

今井康夫



【書類名】 特許願

【整理番号】 NM02-00859

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H02P 7/63

【発明者】

【住所又は居所】 神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地 日産自動車株式会社内

【氏名】 吉本 貫太郎

【特許出願人】

【識別番号】 000003997

【氏名又は名称】 日産自動車株式会社

【代理人】

【識別番号】 100084412

【弁理士】

【氏名又は名称】 永井 冬紀

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 004732

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 モーター制御装置

【特許請求の範囲】

【請求項 1】

3 相同期モーターに 3 相矩形波電圧を印加して駆動するモーター制御装置において、

前記同期モーターに流れる電流を検出する電流検出手段と、

前記電流検出手段により検出された電流を前記モーターの回転に同期して回転する d q 軸座標系の d q 軸電流に座標変換する電流変換手段と、

q 軸電流指令値と前記 q 軸電流との q 軸電流偏差に基づいて前記矩形波電圧の位相を演算する位相演算手段と、

前記位相演算手段で演算された位相にしたがって直流電源から矩形波電圧を生成する電力変換手段とを備えることを特徴とするモーター制御装置。

【請求項 2】

請求項 1 に記載のモーター制御装置において、

前記位相演算手段は、前記 q 軸電流偏差が 0 となるように P I 制御または P I D 制御を行って矩形波電圧の位相を演算することを特徴とするモーター制御装置。

【請求項 3】

請求項 2 に記載のモーター制御装置において、

前記モーターの回転速度を検出する速度検出手段と、

前記 q 軸電流指令値、前記電力変換手段の直流電源電圧および前記モーター回転速度に基づいて前記矩形波電圧の位相を補償する位相補償手段とを備えることを特徴とするモーター制御装置。

【請求項 4】

請求項 1 に記載のモーター制御装置において、

前記位相演算手段は、前記 q 軸電流偏差が 0 となるように P I 制御または P I D 制御を行って q 軸電圧指令値を演算し、前記 q 軸電圧指令値と前記電力変換手段の直流電源電圧とにに基づいて位相を演算することを特徴とするモーター制御裝

置。

【請求項 5】

請求項 4 に記載のモーター制御装置において、
前記モーターの回転速度を検出する速度検出手段と、
前記 q 軸電流指令値、前記電力変換手段の直流電源電圧および前記モーター回
転速度に基づいて前記 q 軸電圧指令値を補償する電圧補償手段とを備えることを
特徴とするモーター制御装置。

【請求項 6】

請求項 1 に記載のモーター制御装置において、
前記位相演算手段は、前記 q 軸電流偏差が 0 となるように P I 制御または P I
D 制御を行って d 軸電流指令値を演算する手段と、前記 d 軸電流指令値と前記 d
軸電流に基づいて d 軸電圧指令値を演算する手段と、前記 d 軸電圧指令値と前記
電力変換手段の直流電源電圧とに基づいて前記矩形波電圧の位相を演算する手段
とを備えることを特徴とするモーター制御装置。

【請求項 7】

請求項 6 に記載のモーター制御装置において、
前記モーターの回転速度を検出する速度検出手段と、
前記 q 軸電流指令値、前記電力変換手段の直流電源電圧および前記モーター回
転速度に基づいて前記 d 軸電流指令値を補償する電流補償手段とを備えることを
特徴とするモーター制御装置。

【請求項 8】

請求項 6 に記載のモーター制御装置において、
前記モーターの回転速度を検出する速度検出手段と、
前記 q 軸電流指令値と前記モーター回転速度とに基づいて前記 d 軸電圧指令値
を補償する電圧補償手段とを備えることを特徴とするモーター制御装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は交流モーターの制御装置に関する。

【0002】**【従来の技術】**

交流モーターにインバーターを用いて電圧を印加する場合に、正弦波PWM電圧の代わりに1パルスの矩形波電圧を印加すると基本波電圧の波高値を高くすることができ、高回転速度領域におけるモーター出力を増加することができる。このような矩形波電圧駆動時には、モーターに印加する電圧の位相は制御できるが、印加電圧の振幅はインバータの直流電源電圧（DCリンク電圧）により定まり、モータートルクを正確に制御することができない。

【0003】

このような矩形波電圧駆動時の問題を解決するために、トルク推定器を用いてモータートルクを推定し、トルク指令値と推定値との偏差に基づいて電圧位相を制御することによって、トルク指令値に応じたトルクが得られるようにしたモーター制御装置が知られている（例えば、特許文献1参照）。

【0004】

この出願の発明に関連する先行技術文献としては次のものがある。

【特許文献1】

特開2000-050689号公報

【0005】**【発明が解決しようとする課題】**

しかしながら、上述した従来のモーター制御装置では、定常状態におけるモータートルクと電圧位相との関係に基づいて、モータートルクの指令値に推定値をフィードバックしてモータートルクを制御しているので、トルク制御における応答性を早くすることが難しい。また、トルク推定器では電力と機械出力と損失の関係からモータートルクを推定しているので、正確な推定値が得られずトルク制御精度を良くすることは困難である。

【0006】

本発明は、同期モーターの矩形波電圧駆動時におけるトルク制御性能を改善したモーター制御装置を提供するものである。

【0007】

【課題を解決するための手段】

本発明は、3相同期モーターに流れる電流をモーター回転に同期して回転するd q 軸座標系のd q 軸電流に座標変換し、q 軸電流指令値とq 軸電流とのq 軸電流偏差に基づいて矩形波電圧の位相を演算し、この位相にしたがって直流電源から矩形波電圧を生成して3相同期モーターに印加して駆動する。

【0008】

【発明の効果】

本発明によれば、矩形波電圧駆動時におけるトルク制御性能を向上させることができる。

【0009】

【発明の実施の形態】

永久磁石同期モーターの回転に同期して回転するd q 軸座標系における回路方程式は、次式のように表すことができる。

【数1】

$$[\text{数1}] \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & -Lq\omega_e \\ Ld\omega_e & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_i d \\ p_i q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \phi \end{bmatrix}$$

数式1において、v_dはd 軸電圧、v_qはq 軸電圧、L_dはd 軸インダクタンス、L_qはq 軸インダクタンス、Rは電機子抵抗、ω_eはモーターの電気的角速度、i_dはモーターの界磁電流に相当するd 軸電流、i_qはモーターのトルク電流に相当するq 軸電流、ϕは永久磁石による磁束鎖交数、pは微分演算子を表す。

【0010】

モーターの負荷、すなわち電流がほぼ一定な定常状態を考えると、数式1を次のように近似することができる。

【数2】

$$[\text{数2}] \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & -Lq\omega_e \\ Ld\omega_e & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \phi \end{bmatrix}$$

また、モーターが高速で回転しているときには、d q 軸インダクタンス L_d、L_q

と d q 軸電流 i_d 、 i_q による電圧に比べ、電機子抵抗 R と d q 軸電流 i_d 、 i_q による電圧の影響が小さくなるため、数式 2 をさらに次式のように近似することができる。

【数 3】

【数 3】

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -Lq\omega e \\ Ld\omega e & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega e\phi \end{bmatrix}$$

【0011】

ここで、矩形波電圧位相 δ を用いて v_d と v_q を表すと次式の関係になり、これを図示すると図 1 に示す関係になる。

【数 4】

$$v_d = -V_d q \cdot \sin \delta$$

【数 5】

$$v_q = V_d q \cdot \cos \delta$$

数式 4、5において、 $V_d q$ は d q 軸座標系における電圧ベクトルの大きさ（以下、単に d q 軸電圧と呼ぶ）であり、矩形波電圧駆動時にはインバーターの直流電源電圧（DC リンク電圧） V_{dc} を用いて次式のように表せる。

【数 6】

$$V_d q = \sqrt{(6)} \cdot V_{dc} / \pi$$

数式 3 と数式 4 から次式が誘導される。

【数 7】

$$i_q = V_d q \cdot \sin \delta / L q \omega e$$

数式 7 から、高回転速度で定常状態においては q 軸電流 i_q は電圧位相 δ に対して正弦波状に変化することが理解される。また、 $\delta = -\pi/2 \sim \pi/2$ の範囲では、 i_q は δ に対して単調増加であるから、 δ を操作することによってトルク分電流である q 軸電流を制御することができる。

【0012】

そこで、以下では、数式 7 により説明したように、電圧位相 δ を操作してトルク分電流である q 軸電流 i_q を制御し、モータートルクを調節するようにした一

実施の形態を説明する。

【0013】

《発明の第1の実施の形態》

図2に第1の実施の形態の構成を示す。 i_q^* 生成器1は、同期モーター8のトルク指令値 T_{e*} を入力し、トルク指令値 T_{e*} に応じたq軸電流指令値 i_q^* を生成する。この i_q^* 生成器は、例えばトルクと速度を変数とした i_q^* のマップによって構成される。位相速度演算器10は、レゾルバーなどの位置センサー9により検出したモーター8の機械的な回転角度に基づいてモーター8の電気的な回転速度 ω_e と電気的な回転角度 θ_e を演算する。 $d_q \leftarrow 3$ 相変換器11は、モーター8の電気的な回転角度 θ_e を用いて電流センサー6、7により検出した3相交流電流 i_u 、 i_v を次式により座標変換し、q軸電流 i_q を求める。

【数8】

【数8】

$$\begin{bmatrix} id \\ iq \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e \\ -\sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} iu \\ iv \\ iw \end{bmatrix}$$

なお、W相交流電流 i_w は、U、V相と同様に電流センサーにより検出してもよいが、3相交流の関係から次式により演算により求めることができる。

【数9】

$$iw = -iu - iv$$

【0014】

減算器2とP I-q軸電流制御器3は、q軸電流 i_q のフィードバック制御を行う。まず、減算器9はq軸電流指令値 i_q^* とq軸電流 i_q との偏差($i_q^* - i_q$)を演算する。次に、P I-q軸電流制御器3は、q軸電流偏差($i_q^* - i_q$)が0になるようにP I制御(比例P・積分I制御)を行って矩形波電圧の位相 δ を求める。なお、q軸電流制御器をP ID制御器とし、q軸電流偏差にP ID制御を施して矩形波電圧位相 δ を演算してもよい。矩形波電圧駆動時には、モーター8に印加される矩形波電圧の位相 δ は図3に示す関係となる。なお、正弦波PWM電圧駆動時には、モーター8に印加される正弦波PWM電圧の位相 δ は

図4に示す関係となる。

【0015】

パルス生成器4は、矩形波電圧位相 δ とモーター8の電気的回転角度 θ_e とに基づいてモーター8に印加する3相矩形波電圧指令を生成する。ここで、d軸電流とq軸電流を独立に制御する通常のベクトル制御では、次式によりd q軸電圧 v_d 、 v_q から3相交流電圧 v_u 、 v_v 、 v_w への座標変換が行われる。

【数10】

【数10】

$$\begin{bmatrix} V_u \\ V_v \\ V_w \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_e & -\sin \theta_e \\ \cos(\theta_e - 2/3\pi) & -\sin(\theta_e - 2/3\pi) \\ \cos(\theta_e + 2/3\pi) & -\sin(\theta_e + 2/3\pi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix}$$

数式10のd q軸電圧 v_d 、 v_q に、数式4、5に示す v_d 、 v_q を代入すると次式が得られる。

【数11】

【数11】

$$\begin{bmatrix} V_u \\ V_v \\ V_w \end{bmatrix} = -V_{dq} \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin(\theta_e + \delta) \\ \sin(\theta_e + \delta - 2/3\pi) \\ \sin(\theta_e + \delta + 2/3\pi) \end{bmatrix}$$

なお、数式11は正弦波電圧を表しているが、矩形波電圧駆動時には正弦波の符号に応じた3相矩形波電圧が出力されることになる。

【0016】

インバータ5は、パルス生成器4で生成された矩形波電圧指令にしたがってスイッチング素子を駆動し、直流電源（DCリンク）から位相 δ の3相矩形波電圧を生成してモーター8に印加する。

【0017】

インバータを矩形波電圧制御で動作させる場合には、正弦波PWM電圧制御で動作させる場合よりも27.3%高い基本波電圧をモーターに印加することができる。また、正弦波に3次高調波を重畠して電圧の利用率を向上させる方法が知られているが、矩形波電圧制御で動作させる場合はこの方法よりも10.3%

も高い基本波電圧をモーターに印加することができる。

【0018】

このように、第1の実施の形態によれば、 q 軸電流指令値 i_{q^*} に q 軸電流 i_q をフィードバックし、 q 軸電流偏差（ $i_{q^*} - i_q$ ）が0になるようにP I（またはP I D）制御を行って矩形波電圧位相 δ を求め、位相 δ の3相矩形波電圧をモーターに印加するようにしたので、モーターの正弦波PWM電圧駆動に比べて高い基本波電圧を利用ることができ、モーターの高速度領域における出力が増加する。また、トルク電流である q 軸電流を精度よく制御することができ、同期モーターの矩形波電圧駆動時におけるトルク制御精度を改善することができる。

【0019】

上述した第1の実施の形態において、電流センサー6、7が電流検出手段を、位置センサー9、位相速度演算器10および $d q \leftarrow 3$ 相変換器11が電流変換手段を、減算器2およびP I - q 軸電流制御器3が位相演算手段を、パルス生成器4およびインバータ5が電力変換手段をそれぞれ構成する。なお、本発明の特徴的な機能を損なわない限り、各構成要素は上記構成に限定されるものではない。

【0020】

《発明の第2の実施の形態》

第1の実施の形態では、 q 軸電流指令値 i_{q^*} に対して q 軸電流 i_q をフィードバックし、その偏差（ $i_{q^*} - i_q$ ）にP I（またはP I D）制御を施す例を示したが、制御周期が長くなるとP I（またはP I D）制御ゲイン（比例Pゲイン、積分Iゲイン、微分Dゲイン）を高く設定することが難しくなるため、 q 軸電流制御の応答性が低下する。そこで、この第2の実施の形態では、上述した第1の実施の形態にフィードフォワード補償器を加え、 q 軸電流制御の応答性を改善する。

【0021】

図5に第2の実施の形態の構成を示す。なお、図2に示す第1の実施の形態の機器と同様な機器に対しては同一の符号を付して説明を省略する。フィードフォワード δ 補償器101は、モーター8の電気的角速度 ω_e 、 $d q$ 軸電圧 V_{dq} およ

び q 軸電流指令値 i_{q^*} に基づいて、 P I - q 軸電流制御器 3 の矩形波電圧位相 δ_0 を補償するための補償分 δ' を求める。加算器 102 は、 P I - q 軸電流制御器 3 の矩形波電圧位相 δ_0 と δ 補償器 101 の矩形波電圧位相補償分 δ' とを加算して矩形波電圧位相 δ を求める。なお、 δ 補償器 101 および加算器 102 以外の構成は図 2 に示す第 1 の実施の形態の構成と同様である。

【0022】

δ 補償器 101 の構成についてさらに詳しく説明する。数式 7 に示す矩形波電圧位相 δ 、 d q 軸電圧 V_{dq} 、モーター 8 の電気的角速度 ω_e および q 軸電流 i_q の関係において、 $\sin \delta \approx \delta$ と近似し、 q 軸電流指令値 i_{q^*} 、モーター 8 の電気的角速度 ω_e および d q 軸電圧 V_{dq} から、矩形波電圧位相の補償分 δ' を次式により求める。

【数12】

$$\delta' = L_{q\omega} \cdot i_{q^*} / V_{dq}$$

なお、 d q 軸電圧 V_{dq} はインバータ 5 の直流電源電圧（DC リンク電圧） V_{dc} から上記数式 6 を用いて求められる。

【0023】

減算器 2 および P I - q 軸電流制御器 3 は、上述したように q 軸電流偏差 ($i_{q^*} - i_q$) が 0 になるように P I (または P I D) 制御を行って矩形波電圧位相 δ_0 を求める。加算器 102 は、 P I - q 軸電流制御器 3 の矩形波電圧位相 δ_0 と δ 補償器 101 の補償分 δ' とを加算して矩形波電圧位相 δ を求める。以下、第 1 の実施の形態と同様に、パルス生成器 4 で矩形波電圧位相 δ とモーター 8 の電気的回転角度 θ_e に基づいてモーター 8 に印加する 3 相矩形波電圧指令を生成し、インバータ 5 により位相 δ の 3 相矩形波電圧をモーター 8 に印加して駆動する。

【0024】

このように、第 2 の実施の形態によれば、 q 軸電流指令値 i_{q^*} に q 軸電流 i_q をフィードバックし、 q 軸電流偏差 ($i_{q^*} - i_q$) が 0 になるように P I (または P I D) 制御を行って矩形波電圧位相 δ_0 を求めるとともに、フィードフォワード δ 補償器 101 により q 軸電流指令値 i_{q^*} 、モーター 8 の電気的角速度 ω_e

およびd q軸電圧 V_{dq} に基づいて矩形波電圧位相の補償分 δ' を求める、矩形波電圧位相 δ_0 に補償分 δ' を加算して矩形波電圧位相 δ を求める。そして、位相 δ の3相矩形波電圧を生成してモーター8に印加するようにしたので、上述した第1の実施の形態の効果に加え、制御周期が長くなつてもq軸電流制御の応答性を向上させることができる。

【0025】

上述した第2の実施の形態において、電流センサー6、7が電流検出手段を、位置センサー9、位相速度演算器10およびd q←3相変換器11が電流変換手段を、減算器2およびP I-q軸電流制御器3が位相演算手段を、パルス生成器4およびインバーター5が電力変換手段を、位置センサー9および位相速度演算器10が速度検出手段を、 δ 補償器101および加算器102が位相補償手段をそれぞれ構成する。なお、本発明の特徴的な機能を損なわぬ限り、各構成要素は上記構成に限定されるものではない。

【0026】

《発明の第3の実施の形態》

図6に第3の実施の形態の構成を示す。なお、図2および図5に示す機器と同様な機器に対しては同一の符号を付して説明を省略する。

【0027】

この第3の実施の形態では、P I-q軸電流制御器201によりq軸電流偏差($i_{q^*} - i_q$)が0になるようにP I(またはPID)制御を行ってq軸電圧 v_{q0} を求めるとともに、フィードフォワード v_{q^*} 補償器202によりq軸電流指令値 i_{q^*} 、モーター8の電気的角速度 ω_e およびd q軸電圧 V_{dq} に基づいてq軸電圧補償分 $v_{q'}$ を求める、q軸電圧 v_{q0} に補償分 $v_{q'}$ を加算したq軸電圧 v_q とd q軸電圧 V_{dq} から矩形波電圧位相 δ を演算する。

【0028】

P I-q軸電流制御器201は、減算器2により求めたq軸電流指令値 i_{q^*} とq軸電流 i_q との偏差($i_{q^*} - i_q$)にP I(またはPID)制御を施し、q軸電流偏差($i_{q^*} - i_q$)が0になるようなq軸電圧指令値 v_{q^*} を求める。フィードフォワード v_{q^*} 補償器202は、q軸電流指令値 i_{q^*} 、モーター8の電気

的角速度 ω_e および d q 軸電圧 V_{dq} に基づいて、 P I - q 軸電流制御器 201 の q 軸電圧指令値 v_q^*0 を補償するための補償分 v_q^*1 を求める。

【0029】

v_q 補償器 202 の構成についてさらに詳しく説明する。図 1 に示す d 軸電圧 v_d 、 q 軸電圧 v_q および d q 軸電圧 V_{dq} の関係と数式 3 から次式が導かれる。

【数13】

$$v_q = \sqrt{(V_{dq})^2 - L_q^2 i_q^*} \sqrt{2 \omega_e^2}$$

v_q 補償器 202 は、数式 13 により求めた q 軸電圧 v_q を q 軸電圧指令値補償分 v_q^*1 として出力する。

【0030】

加算器 203 は、 P I - q 軸電流制御器 201 の q 軸電圧指令値 v_q^*0 と v_q 補償器 202 の q 軸電圧指令値補償分 v_q^*1 を加算して q 軸電圧指令値 v_q^* を求める。電圧位相演算器 204 は、図 1 に示す関係から q 軸電圧指令値 v_q^* と d q 軸電圧 V_{dq} に基づいて矩形波電圧位相 δ を次式により求める。

【数14】

$$\delta = \cos^{-1} (v_q^* / V_{dq})$$

以下、第 1 の実施の形態と同様に、パルス生成器 4 で矩形波電圧位相 δ とモーター - 8 の電気的回転角度 θ_e に基づいてモーター 8 に印加する 3 相矩形波電圧指令を生成し、インバーター 5 により位相 δ の 3 相矩形波電圧をモーター 8 に印加して駆動する。

【0031】

このように、第 3 の実施の形態によれば、 q 軸電流偏差 ($i_q^* - i_q$) に P I (または P I D) 制御を施して q 軸電圧指令値 v_q^*0 を求めるとともに、フィードフォワード v_q 補償器 202 により q 軸電流指令値 i_q^* 、モーター 8 の電気的角速度 ω_e および d q 軸電圧 V_{dq} に基づいて q 軸電圧指令値補償分 v_q^*1 を求め、 q 軸電圧指令値 v_q^*0 に補償分 v_q^*1 を加算して q 軸電圧指令値 v_q^* を求める。そして、 q 軸電圧指令値 v_q^* と d q 軸電圧 V_{dq} により矩形波電圧位相 δ を求め、位相 δ の 3 相矩形波電圧をモーター 8 に印加するようにしたので、上述した第 1 および第 2 の実施の形態と同様な効果が得られる上に、 q 軸電圧指令値 v

q^*0 の補償分 vq^*1 をフィードフォワード制御により求めるで、モーター8の回転速度や q 軸電流指令値 i_q^* の変化に対しての q 軸電流の応答性向上させることができる。

【0032】

また、第3の実施の形態によれば、 q 軸電圧 vq とインバーター5の直流電源電圧（DCリンク電圧） V_{dc} から得られる V_{dq} に基づいて矩形波電圧位相 δ を求めるので、インバーター5の直流電源電圧（DCリンク電圧） V_{dc} が変動するような場合にも、 q 軸電流 i_q を応答性よく制御することができ、トルク制御の応答性が改善される。

【0033】

さらに、第3の実施の形態では、PI- q 軸電流制御器201を、通常のベクトル制御と同様な構成の制御器により構成できるので、通常のベクトル制御を用いたモーター制御装置からの変更、改良が容易である。

【0034】

第3の実施の形態において、電流センサー6、7が電流検出手段を、位置センサー9、位相速度演算器10および $d q \leftarrow 3$ 相変換器11が電流変換手段を、減算器2、PI- q 軸電流制御器201および電圧位相演算器204が位相演算手段を、パルス生成器4およびインバーター5が電力変換手段を、位置センサー9および位相速度演算器10が速度検出手段を、 vq 補償器202および加算器203が位相補償手段をそれぞれ構成する。なお、本発明の特徴的な機能を損なわない限り、各構成要素は上記構成に限定されるものではない。

【0035】

《発明の第4の実施の形態》

上述したように、永久磁石同期モーターの $d q$ 軸座標系における回路方程式（数式1）を、高回転速度で且つ定常状態に限定して近似すれば数式3が得られる。数式3を展開すると次式が得られる。

【数15】

$$v_d = -L_q \omega_e + i_q$$

【数16】

$$v_q = L_d \omega e \cdot i_d + \omega e \phi$$

つまり、数式15から明らかなように、高回転速度時で且つ定常状態においてはd軸電圧 v_d によりモーターのトルク電流であるq軸電流 i_q を制御することができる。

【0036】

一方、数式16から明らかなように、高回転速度時で且つ定常状態においてはd軸電流 i_d を小さくすればq軸電圧 v_q を小さくすることができる。図1に示すd軸電圧 v_d とq軸電圧 v_q との関係から明らかなように、q軸電圧 v_q を小さくすれば逆にd軸電圧 v_d を大きくすることができ、数式15の関係からd軸電圧 v_d を大きくすることはトルク電流であるq軸電流 i_q を大きくすることになる。つまり、d軸電流 i_d を小さくすることによってトルク分電流であるq軸電流 i_q を大きくすることができ、これによりトルク制御精度の改善を図ることができる。

【0037】

第4の実施の形態ではこの関係を利用し、q軸電流フィードバック制御系においてq軸電流偏差($i_{q*} - i_q$)に負の制御ゲインを設定したP I(またはP ID)制御を施してd軸電流指令値 i_{d*} を求め、次にd軸フィードバック制御系においてd軸電流偏差($i_{d*} - i_d$)にP I(またはP ID)制御を施してd軸電圧指令値 v_{d*} を求め、さらにd軸電圧指令値 v_{d*} とd q軸電圧 V_{dq} から矩形波電圧位相 δ を求める。

【0038】

図7に第4の実施の形態の構成を示す。なお、図2、図5および図6に示す機器と同様な機器に対しては同一の符号を付して相違点を中心に説明する。P I-q軸電流制御器301は、q軸電流偏差($i_{q*} - i_q$)にP I(またはP ID)制御を施して得られた出力にゲイン「-1」を乗じてd軸電流指令値 i_{d*0} を求める。

【0039】

また、q軸電流のフィードバック制御のみではd軸電流指令値 i_{d*0} に遅れが生じるため、この遅れを補償するためにフィードフォワード補償器である i_{d*}

補償器302を設ける。 i_d^* 補償器302は、q軸電流指令値 i_q^* 、モーター8の電気的回転速度 ω_e およびd q軸電圧 V_{dq} に基づいてd軸電流指令値 i_d^*0 の補償分 i_d^*1 を求める。図1に示すd軸電圧 v_d 、q軸電圧 v_q およびd q軸電圧 V_{dq} の関係と数式3から次式が導かれる。

【数17】

$$i_d = 1/L_d \{-\phi + \sqrt{(V_{dq}^2/\omega_e^2 - L_q^2 i_q^2)}\}$$

i_d^* 補償器302は、数式17のq軸電流 i_q にその指令値 i_q^* を代入し、演算結果のd軸電流 i_d をd軸電流指令値補償分 i_d^*1 として出力する。

【0040】

加算器303は、PI-q軸電流制御器301のd軸電流指令値 i_d^*0 と i_d^* 補償器302のd軸電流指令値補償分 i_d^*1 とを加算してd軸電流指令値 i_d^* を求める。

【0041】

減算器304とPI-d軸電流制御器305は、d軸電流 i_d のフィードバック制御を行う。なお、d軸電流 i_d は、q軸電流 i_q とともに $d_q \leftarrow 3$ 相変換器11によってモーター8の電気的な回転角度 θ_e および電流センサー6, 7により検出した3相交流電流 i_u , i_v を数式8により座標変換して求められる。まず、減算器304はd軸電流指令値 i_d^* とd軸電流 i_d との偏差($i_d^* - i_d$)を演算する。次に、PI-d軸電流制御器305は、d軸電流偏差($i_d^* - i_d$)が0になるようにPI(またはPID)制御を行ってd軸電圧指令値 v_d^*0 を求める。

【0042】

d軸電流制御ではq軸電流によって発生する電圧が外乱項として働くため、この外乱電圧を補償するために非干渉制御器306を設ける。非干渉制御器306は、q軸電流指令値 i_q^* とモーター8の電気的角速度 ω_e に基づいて数式15によりd軸電圧 v_d を求め、d軸電圧指令値 v_d^*0 の補償分 v_d^*1 として出力する。加算器308は、PI-d軸電流制御器305のd軸電圧指令値 v_d^*0 と非干渉制御器306のd軸電圧補償分 v_d^*1 を加算してd軸電圧指令値 v_d^* を求める。

【0043】

電圧位相演算器307は、図1に示す関係からd軸電圧指令値 v_{d*} とdq軸電圧 V_{dq} に基づいて矩形波電圧位相 δ を次式により求める。

【数18】

$$\delta = \sin^{-1} (-v_{d*} / V_{dq})$$

以下、第1の実施の形態と同様に、パルス生成器4で矩形波電圧位相 δ とモーター8の電気的回転角度 θ_e に基づいてモーター8に印加する3相矩形波電圧指令を生成し、インバータ5により位相 δ の3相矩形波電圧をモーター8に印加して駆動する。

【0044】

この第4の実施の形態によれば、矩形波電圧の位相 δ を制御することによってq軸電流 i_q をその指令値 i_{q*} に追従させることができ、モータートルクを精度よく制御することができるとともに、モータートルクの応答性を向上させることができます。

【0045】

また、q軸電流 i_q に対するd軸電流 i_d の変化量と、d軸電流 i_d に対するq軸電流 i_q の変化量を比較すると、後者の方が小さくなる。このことから、検出電流にノイズが含まれる場合や電流リップルがある場合に、d軸電流 i_d をファードバック制御することによって定常時のq軸電流 i_q を安定に精度よく保つことができる。一方で、d軸電流 i_d の変化に対してのq軸電流 i_q の変化量が小さいため、q軸電流 i_q の応答を速くする場合には上述した i_{d*} 補償器302や非干渉制御器306が必要になる。

【0046】

また、第4の実施の形態で用いたP-I-d軸電流制御器305や非干渉制御器306は、通常のベクトル制御に用いられる制御器と同様なものを用いることができるため、通常のベクトル制御を用いたモーター制御装置から第4の実施の形態の矩形波電圧駆動への変更、改良は容易である。

【0047】

図8は、上述した第4の実施の形態によるトルク応答のシミュレーション結果

を示す。このシミュレーション結果から明らかなように、モータートルクにトルクリップルが含まれているが、モータートルクがその指令値に精度よく追従していることがわかる。

【0048】

第4の実施の形態において、電流センサー6、7が電流検出手段を、位置センサー9、位相速度演算器10およびd q \leftarrow 3相変換器11が電流変換手段を、減算器2、P I - q 軸電流制御器301、減算器304、P I - d 軸電流制御器305および電圧位相演算器307が位相演算手段を、パルス生成器4およびインバーター5が電力変換手段を、位置センサー9および位相速度演算器10が速度検出手段を、id*補償器302および加算器303が電流補償手段を、非干渉制御器306および加算器308が電圧補償手段をそれぞれ構成する。なお、本発明の特徴的な機能を損なわない限り、各構成要素は上記構成に限定されるものではない。

【0049】

なお、上述した一実施の形態では、d q 軸座標系におけるモーターの回路方程式を高回転速度でかつ定常状態に限定して近似し、近似式（数式3）に基づいて矩形波電圧駆動を行う例を示した。モーターを上述した矩形波電圧のみにより駆動してもよいが、低回転速度時には従来の正弦波PWM電圧駆動に切り換えてモーターを駆動制御するのが望ましい。正弦波PWM電圧駆動制御と、正弦波PWM電圧駆動と矩形波電圧駆動との切り換え制御についてはすでにいろいろな方法が提案されているので、それらの制御方法によるものとする。

【図面の簡単な説明】

【図1】 d q 軸電圧vd、vqと矩形波電圧位相δとの関係を示す図である

。

【図2】 第1の実施の形態の構成を示す図である。

【図3】 U相矩形波電圧波形を示す図である。

【図4】 U相正弦波PWM電圧波形を示す図である。

【図5】 第2の実施の形態の構成を示す図である。

【図6】 第3の実施の形態の構成を示す図である。

【図7】 第4の実施の形態の構成を示す図である。

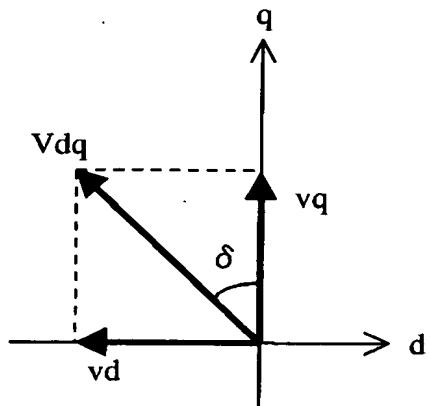
【図8】 第4の実施の形態によるトルク応答のシミュレーション結果を示す図である。

【符号の説明】

- 1 iq*生成器
- 2 減算器
- 3 PI-q軸電流制御器
- 4 パルス生成器
- 5 インバーター
- 6、7 電流センサー
- 8 3相同期モーター
- 9 位置センサー
- 10 位相速度演算器
- 11 dq←3相変換器
- 101 δ補償器
- 102 加算器
- 201 PI-q軸電流制御器
- 202 vq補償器
- 203 加算器
- 204 電圧位相演算器
- 301 PI-q軸電流制御器
- 302 id*補償器
- 303 加算器
- 304 減算器
- 305 PI-d軸電流制御器
- 306 非干渉制御器
- 307 電圧位相演算器
- 308 加算器

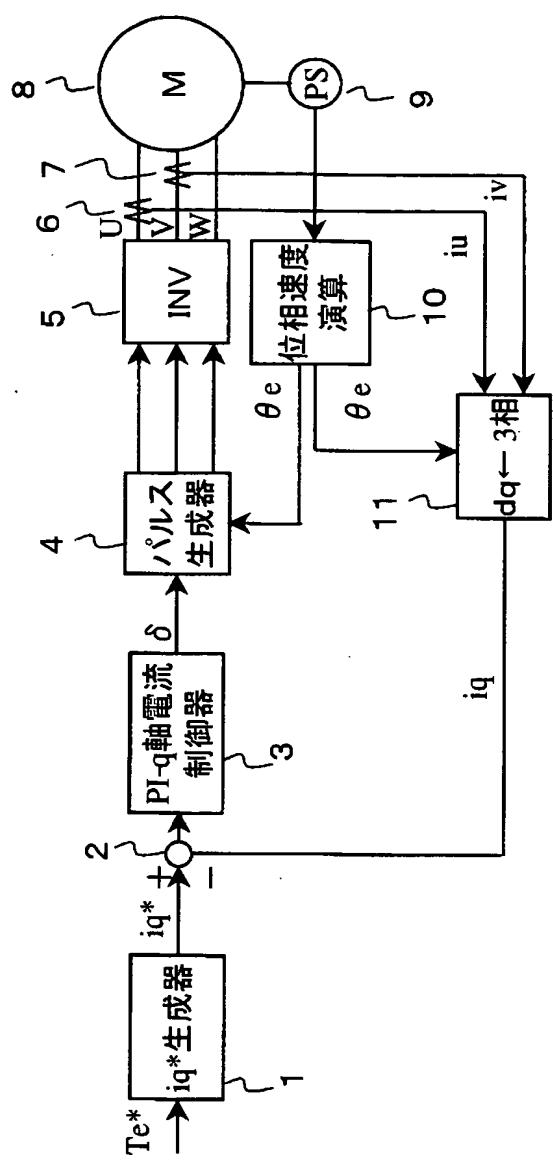
【書類名】 図面

【図1】



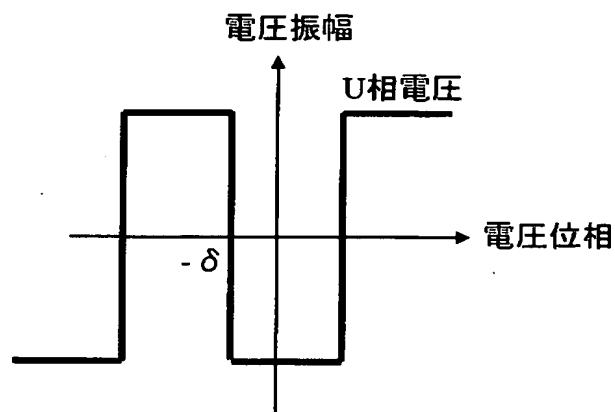
【図1】

【図2】



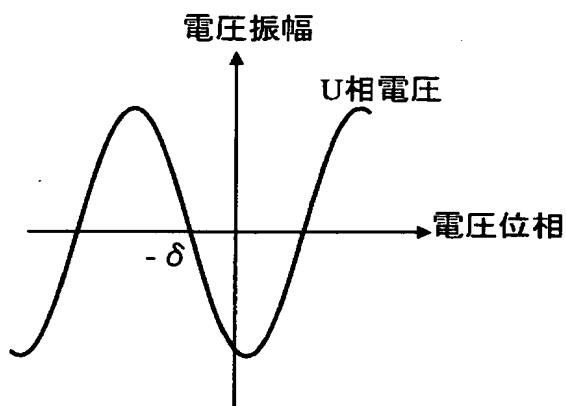
【図2】

【図3】



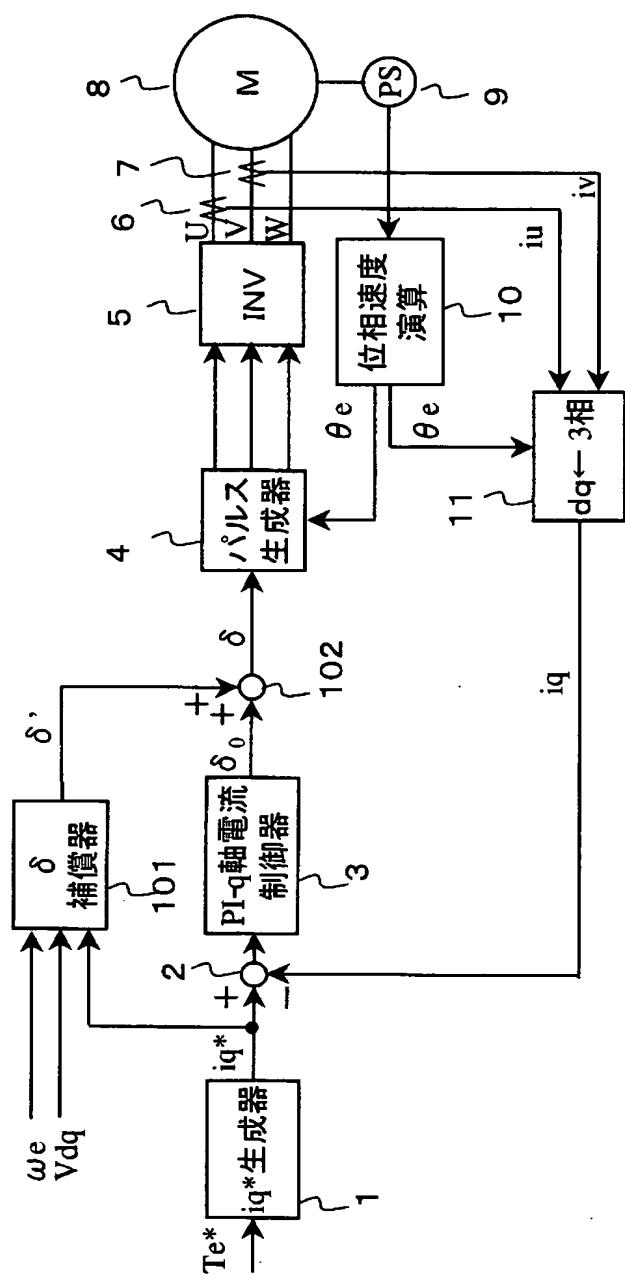
【図3】

【図4】



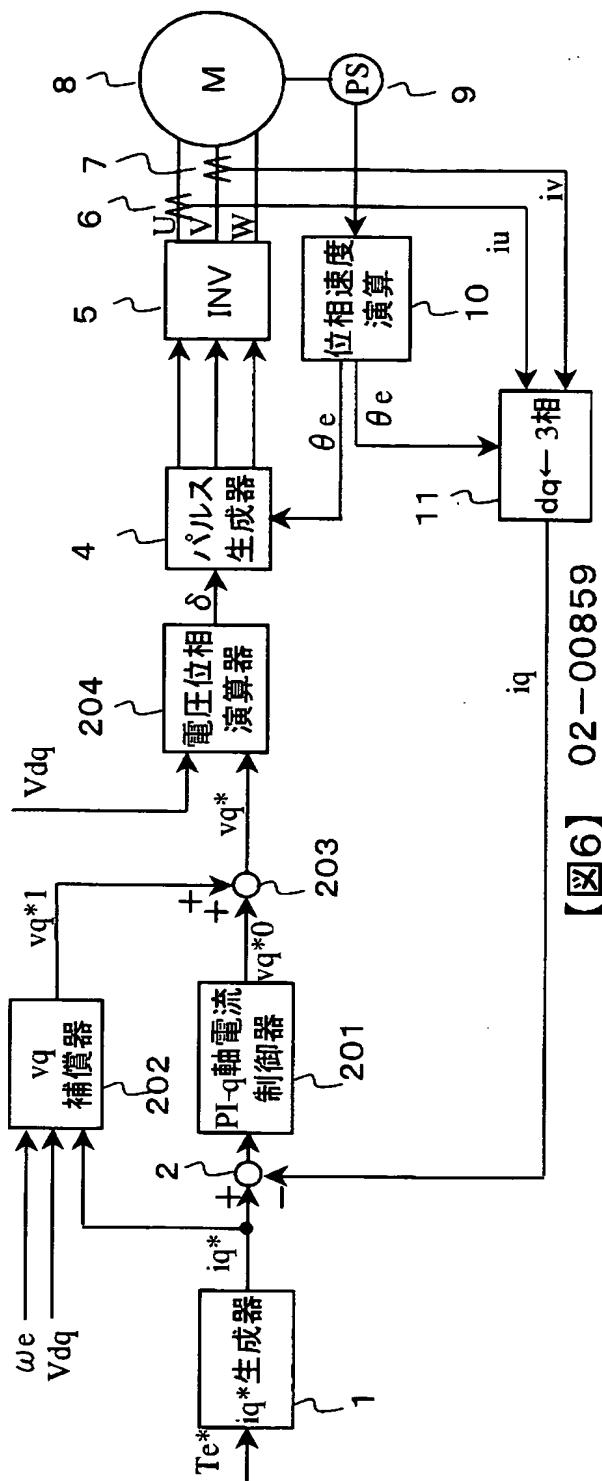
【図4】

【図5】



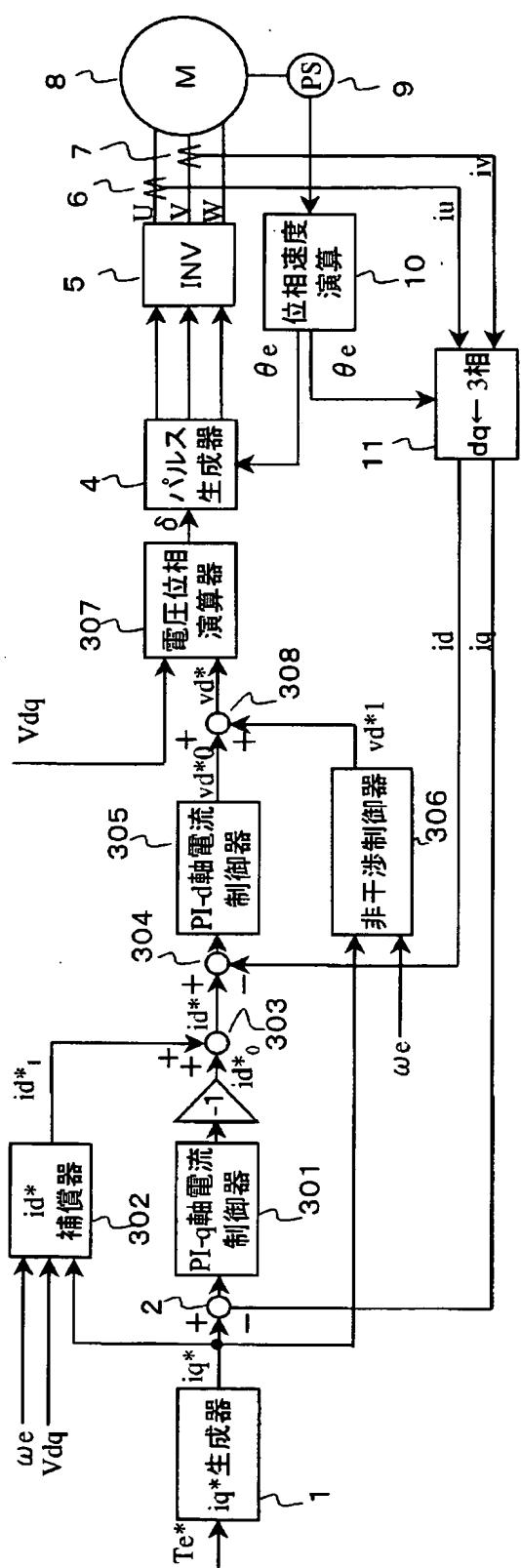
【図5】

【図6】



【図6】 02-00859

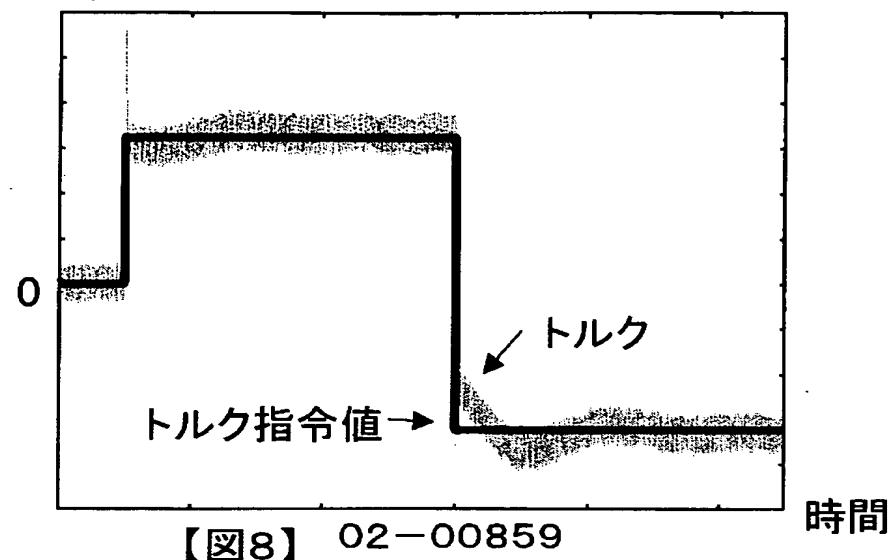
【図7】



【図7】

【図8】

トルク



【図8】 02-00859

【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 同期モーターの矩形波電圧駆動時におけるトルク制御性能を向上させる。

【解決手段】 3相同期モーター8に流れる電流 i_u 、 i_v をモーター回転に同期して回転する d q 軸座標系の d q 軸電流 i_d 、 i_q に座標変換し、 q 軸電流指令値 i_{q*} と q 軸電流 i_q との q 軸電流偏差に基づいて矩形波電圧の位相 δ を演算し、この位相 δ にしたがって直流電源から3相矩形波電圧を生成して3相同期モーター8に印加して駆動する。

【選択図】 図2

認定・付加情報

特許出願の番号 特願2003-078181
受付番号 50300461611
書類名 特許願
担当官 第三担当上席 0092
作成日 平成15年 3月24日

<認定情報・付加情報>

【提出日】 平成15年 3月20日

次頁無

出証特2003-3094877

特願2003-078181

出願人履歴情報

識別番号 [000003997]

1. 変更年月日 1990年 8月31日

[変更理由] 新規登録

住 所 神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地
氏 名 日産自動車株式会社